

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international



(43) Date de la publication internationale  
16 juin 2005 (16.06.2005)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
**WO 2005/055430 A1**

(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup> : **H03M 1/10**

(72) Inventeur; et

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/EP2004/053172

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : **GREMIL-LET, Patrick** [FR/FR]; Thales Intellectual Property, 31-33, Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil (FR).

(22) Date de dépôt international :

30 novembre 2004 (30.11.2004)

(74) Mandataires : **LUCAS, Laurent** etc.; Thales Intellectual Property, 31-33, Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil (FR).

(25) Langue de dépôt :

français

(26) Langue de publication :

français

(30) Données relatives à la priorité :

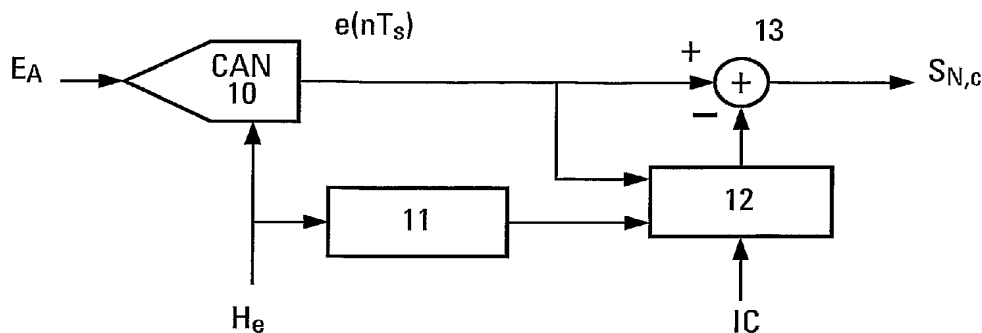
03 14309 5 décembre 2003 (05.12.2003) FR

(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD OF GENERATING A DIGITAL SIGNAL THAT IS REPRESENTATIVE OF MATCH ERRORS IN AN ANALOGUE-TO-DIGITAL CONVERSION SYSTEM WITH TIME INTERLEAVING, AND AN ANALOGUE-TO-DIGITAL CONVERTER WITH TIME INTERLEAVING USING SAME

(54) Titre : PROCEDE DE GENERATION D'UN SIGNAL NUMERIQUE REPRESENTATIF DES ERREURS D'APPARIEMENT D'UN SYSTEME DE CONVERSION ANALOGIQUE NUMERIQUE A ENTRELACEMENT TEMPOREL, ET UN CONVERTISSEUR ANALOGIQUE NUMERIQUE A ENTRELACEMENT TEMPOREL L'UTILISANT



(57) Abstract: The invention relates to a method of generating a digital signal that is representative of the match error between the channels of an analogue-to-digital conversion system with time interleaving, a method of eliminating errors thus calculated and an analogue-to-digital conversion system with time interleaving using same. More specifically, the invention relates to a digital solution which is less complex in that it does not require the extraction of signal faults at the output of the converter. The invention can be used to correct match errors with the direct creation of digital signals that are representative of said errors and the subtraction thereof from the output digitised signal of the conversion system. In particular, the invention relates to a method of generating a digital signal that is representative of the match error between the channels of an analogue-to-digital conversion system with time interleaving (CAN 10), comprising an analogue-to-digital converter (CAN<sub>1</sub>, CAN<sub>2</sub>,..., CAN<sub>SB</sub>>N</SB>) on each channel. The inventive method consists in determining the spectrum (11-12) of said digital signal as a function of the frequency response from the analogue-to-digital conversion system with time interleaving (CAN 10) to at least one analogue calibration signal (IC).

[Suite sur la page suivante]



WO 2005/055430 A1



(84) **États désignés** (sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible) : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasién (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

**Publiée :**

— avec rapport de recherche internationale

*En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.*

(57) **Abrégé :** L'invention concerne un procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, un procédé de suppression des erreurs ainsi calculées et un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel l'utilisant. La présente invention propose une solution numérique moins complexe car ne nécessitant pas l'extraction des défauts du signal à la sortie du convertisseur. Elle permet de corriger les erreurs d'appariement par la création directe de signaux numériques représentatifs de ces erreurs, et leur soustraction du signal numérisé en sortie du système de conversion. Un objet de l'invention est un procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel (CAN 10) comportant un convertisseur analogique numérique (CAN<sub>1</sub>, CAN<sub>2</sub>,..., CAN<sub>N</sub>) sur chaque canal. Ledit procédé comporte la détermination du spectre (11-12) dudit signal numérique en fonction de la réponse fréquentielle du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel (CAN 10) à au moins un signal de calibration analogique (IC).

**Procédé de génération d'un signal numérique représentatif des erreurs d'appariement d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, et un convertisseur analogique numérique à entrelacement temporel l'utilisant**

5

L'invention concerne un procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, un procédé de suppression des erreurs ainsi calculées et un système de  
10 conversion analogique numérique à entrelacement temporel l'utilisant.

Les deux principales caractéristiques d'un convertisseur analogique numérique sont, bien entendu, sa résolution en bits et sa fréquence d'échantillonnage.

15

Afin d'augmenter la vitesse des convertisseurs analogique numérique, une solution classique consiste à utiliser plusieurs canaux de conversion en parallèle commandés séquentiellement, à partir d'une horloge principale divisée et décalée.

20

Ces systèmes de conversion analogique numérique à entrelacement temporel présentent cependant des erreurs liées à l'appariement imparfait entre les canaux. Notamment, ces erreurs peuvent résulter des décalages de tension, des différences de gain, des  
25 différences de réponse en fréquence ou en phase, et des écarts dans les instants d'échantillonnage des différents canaux.

Afin de préserver l'intérêt d'une telle structure, la minimisation des erreurs d'appariement des canaux est indispensable. Cette  
30 minimisation peut être effectuée soit en réduisant (a priori) autant que possible les différences entre les canaux, soit en corrigeant (a posteriori) le signal numérisé.

Un certain nombre de techniques peuvent être employées pour  
35 minimiser les erreurs d'appariement entre les canaux des systèmes de conversion analogique numérique à entrelacement temporel.

Le brevet américain US 4,633,226 de Black, Jr. délivré le 30 décembre 1986 propose de mettre en commun un certain nombre d'éléments entre les canaux afin de diminuer le nombre d'éléments non appariés. Ce type de solution suppose la modification des convertisseurs analogique numérique utilisés dans chaque canal, ce qui n'est pas toujours possible.

Une autre solution, classiquement utilisée, s'attaque à la source des erreurs d'appariement des canaux. Notamment, elle propose l'ajustement de la phase des horloges d'échantillonnage (comme dans le brevet américain US 4,763,105 de Jenq délivré le 9 août 1988), des tensions de décalage, des différences de gain de chaque canal. Cette solution suppose un ajustement de chaque paramètre concerné pour chaque canal. Cela conduit donc à des réalisations complexes. De plus ces ajustements, notamment dans le cas de la phase des horloges d'échantillonnage, sont des sources de bruit supplémentaires. Cette solution peut donc conduire à dégrader les performances dynamiques du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel.

Le traitement du signal peut aussi permettre la correction des erreurs d'appariement, notamment par l'utilisation de filtres égaliseurs numériques. Les égaliseurs peuvent utiliser, pour ce faire, la différence de réponse des canaux par rapport à un canal pris comme référence tel que l'indique, par exemple, le brevet américain US 5,239,299 de Apple et al. délivré le 24 août 1993. Ce type de solution corrige, après conversion numérique, les effets des erreurs d'appariement des canaux. La correction dépend de la qualité des filtres utilisés. La correction ne peut donc pas être idéale sur la totalité du spectre sauf à utiliser une quantité rédhibitoire de matériel.

Ces techniques visent donc soit à agir à la source, à savoir sur les différences (analogiques) entre les canaux de conversion ; soit à agir sur le signal numérisé, en traitant les effets des défauts qui se sont agrégés au signal échantillonné. Dans ce dernier cas, l'opération est donc

double puisqu'il s'agit d'abord d'extraire les défauts du signal à la sortie du convertisseur puis, ensuite, de les éliminer.

La présente invention permet de pallier ou, pour le moins, de  
5 réduire ces inconvénients en corrigeant les erreurs d'appariement entre les canaux des systèmes de conversion analogique numérique à entrelacement temporel par la création directe de signaux numériques représentatifs de ces erreurs, et leur soustraction du signal numérisé en sortie du système de conversion.

10

Un objet de l'invention est un procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel comportant un convertisseur analogique numérique sur chaque canal.  
15 Ledit procédé comporte la détermination du spectre dudit signal numérique en fonction de la réponse fréquentielle du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel à au moins un signal de calibration analogique.

20

La solution proposée outre l'avantage d'être numérique est moins complexe car elle ne nécessite pas l'extraction des défauts du signal à la sortie du convertisseur.

Un autre objet de l'invention est un procédé de suppression des  
25 erreurs d'appariement entre les canaux d'un convertisseur analogique numérique, comportant la génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux suivant le procédé de génération ci-dessus et la soustraction au signal en sortie du convertisseur analogique numérique dudit signal numérique généré.

30

L'invention a aussi pour objet un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel de fréquence d'échantillonnage  $F_s$  comportant :

- N convertisseurs analogique numérique pilotés par une  
35 horloge d'échantillonnage de fréquence  $F_s/N$  ;

- des moyens de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement piloté par la dite horloge de fréquence  $F_s$ ;

- des moyens de soustraction au signal de sortie dudit convertisseur analogique numérique du signal numérique généré par  
5 lesdits moyens de génération.

Les caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description, faite à titre d'exemple, et des figures s'y rapportant qui représentent :

10 - Figure 1, un schéma bloc illustrant le principe du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, selon l'art antérieur,

- Figure 2, un diagramme des différentes horloges d'échantillonnage du système de conversion analogique numérique à  
15 entrelacement temporel, selon l'art antérieur,

- Figure 3, un diagramme du spectre du signal échantillonné obtenu en sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, selon l'art antérieur,

20 - Figure 4, un schéma bloc illustrant le principe de correction fréquentielle des erreurs d'appariement d'un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel, selon l'invention,

- Figure 5, un exemple de réalisation de la détermination des informations de calibration IC à partir de la réponse fréquentielle du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel,  
25 selon l'invention,

- Figure 6, un diagramme du spectre du signal en sortie du dispositif de génération de signaux « peigne » figurant dans les moyens de génération du signal représentatif des erreurs d'appariement, selon l'invention,

30 - Figure 7, un schéma bloc d'un exemple de moyens de calcul des informations de calibration, selon l'invention,

- Figure 8, un diagramme du spectre du signal en sortie du dispositif de modulation d'amplitude figurant dans les moyens de génération du signal représentatif des erreurs d'appariement, selon  
35 l'invention,

- Figure 9, un schéma bloc du dispositif de modulation d'amplitude figurant dans les moyens de génération du signal représentatif des erreurs d'appariement, selon l'invention,

- Figure 10, un diagramme du spectre du signal numérisé après soustraction du signal obtenu par les moyens de génération du signal représentatif des erreurs d'appariement, selon l'invention.

La figure 1 illustre un système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel. Le système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel comporte N canaux. Chaque canal n comporte un convertisseur analogique numérique  $CAN_i$  piloté par une horloge  $H_i$ .

Comme l'illustre la figure 2, lorsque l'horloge d'échantillonnage  $H_e$  du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel a une fréquence  $F_s$ , chacune des horloges  $H_i$  a une fréquence  $F_s/N$ . En outre, l'horloge  $H_i$  est décalée de l'horloge  $H_{i-1}$  du canal voisin d'une période  $1/F_s$ .

Le signal d'entrée analogique  $E_A$  est donc échantillonné sur chacun des canaux à la fréquence  $F_s/N$  à un instant décalé de  $1/F_s$  par rapport au canal voisin. Les signaux échantillonnés en sortie des convertisseurs analogiques numériques  $CAN_i$  sont ensuite multiplexés par le multiplexeur MUX pour obtenir le signal numérique  $e(nT_s)$  échantillonné à la fréquence  $F_s$ .

La mise en parallèle de plusieurs canaux de conversion commandés séquentiellement, à partir d'une horloge principale divisée et décalée est une solution classique pour l'augmentation de la vitesse des convertisseurs analogique numérique.

Ces systèmes de conversion analogique numérique à entrelacement temporel présentent cependant des erreurs liées à l'appariement imparfait entre les canaux. Dans les systèmes de

conversion analogique numérique à entrelacement temporel, tels que celui illustré par la figure 1, les défauts d'appariement des différents canaux sont sources d'erreurs.

5 Les défauts d'appariement entre les différents canaux du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel apparaissent dans le spectre du signal échantillonné sous forme de spectres parasites autour des fréquences  $k.F_s/N$ , comme le montre la figure 3.  $F_s$  est la fréquence de l'horloge d'échantillonnage et  $N$  le nombre  
10 de canaux du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel. Le spectre du signal échantillonné de la figure 3 est celui obtenu pour un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence  $F_{in}$ .

Ces appariements concernent :

15

Les tensions de décalage (offset) : l'erreur va alors se traduire par l'apparition de raies aux fréquences fixes  $k.F_s/N$  d'amplitude liée à la tension de décalage entre les canaux.

20

Le gain : l'erreur va alors se traduire par l'apparition de spectres autour des fréquences  $k.F_s/N$  d'amplitude liée à l'écart de gain entre les canaux. Ce phénomène est assimilable à une modulation en amplitude.

25 La phase ou le timing : l'erreur va alors se traduire par l'apparition de spectres autour des fréquence  $k.F_s/N$ , d'amplitude liée à l'écart temporel de l'horloge d'échantillonnage entre les canaux. Ce phénomène est assimilable à une modulation de fréquence.

30 La bande passante : l'erreur va alors se traduire par un gain et une phase différente sur le signal d'entrée d'où une combinaison des deux erreurs précédentes.

L'invention consiste en un procédé permettant, par modulation numérique de signaux de fréquence  $k.F_s/N$  à l'aide d'informations



obtenues par calibration, de créer des signaux de phase et d'amplitude voisins de ceux des défauts, et à les soustraire du signal numérisé.

Les principaux avantages de ce procédé de suppression des  
5 erreurs d'appariement sont :

- la correction par traitement numérique du signal échantillonné ;

- le traitement direct des erreurs induites par l'entrelacement.

D'où une double simplification du traitement : pas de nécessité  
10 d'extraire l'erreur du signal utile et un moindre besoin de précision dans les calculs.

La figure 4 montre un exemple de mise en œuvre du procédé de suppression selon l'invention permettant ainsi d'annuler ou de diminuer  
15 les défauts d'appariement.

Dans un premier temps, le spectre du signal numérique représentatif des défauts d'appariement est déterminé en fonction de la réponse fréquentielle du système de conversion analogique numérique à  
20 entrelacement temporel à au moins un signal de calibration. Le signal de calibration est constitué par un signal analogique connu. Ainsi, lors de cette étape aussi appelée « phase de calibration », des signaux analogiques connus sont injectés dans le système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel. Sont alors déterminées  
25 les amplitudes et des phases des différentes raies parasites. A partir de cette réponse fréquentielle, des informations de calibration IC comportant, notamment, la valeur des différentes tensions de décalage et/ou les écarts de gain et/ou de phase... entre les canaux peuvent être déterminées.

30 En analysant le spectre du signal échantillonné, des informations de calibration IC peuvent être déterminées. En effet, le signal échantillonné  $s(n)$  en sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel est un signal périodique discret de période  $N$   $x_N(n)$  pouvant s'écrire sous forme d'une série de Fourier :

$$x_N(n) = \sum_{l=0}^{N-1} C_l e^{j2\pi \frac{\ell}{N} n} \text{ avec } C_l = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_N(k) e^{-j2\pi \frac{\ell}{N} k}$$

$$x_N(n) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} x_N(k) e^{j2\pi \frac{\ell}{N} (n-k)} = \sum_{l=0}^{N-1} \frac{1}{N} e^{j2\pi \frac{\ell}{N} n} \sum_{k=0}^{N-1} x_N(k) e^{-j2\pi \frac{\ell}{N} k}$$

5 Si l'entrée  $e(t)$  du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel est un signal quelconque, le signal échantillonné est un signal  $e_1(t)$  où  $e_1$  est le résultat de l'influence de la bande passante limitée à  $\omega_0$  sur  $e$ .

10 La sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel à  $N$  canaux est alors la suivante :

$$\begin{aligned} s(n) &= \Delta V_k + (1 + \Delta G_k) e_{1k}(nT_s + \Delta t_k) \\ &= \Delta V_k + e_{1k}(nT_s + \Delta t_k) + \Delta G_k e_{1k}(nT_s + \Delta t_k) \end{aligned} \text{ avec } k \equiv n[N]$$

en notant :

- 15  $\Delta V_k$  la tension de décalage du canal  $k$   
 $\Delta G_k$  l'erreur de gain en amplitude du canal  $k$  (le gain est normalisé à 1)  
 $\Delta t_k$  l'écart temporel du canal  $k$   
 $\Delta \omega_k$  l'écart de bande passante du canal  $k$  (par rapport à une bande passante nominale à  $-3\text{dB } \omega_0$ )  
20  $T_s$  la période de l'horloge d'échantillonnage  
 $e_{1k}$  le résultat de l'influence de la bande passante limitée à  $\omega_0 + \Delta \omega_k$  sur  $e$ .

25 En général l'écart temporel est très petit devant la période d'échantillonnage, l'écart de gain très petit devant 1, l'écart de bande passante très petit devant la bande passante. La sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel à  $N$  canaux peut donc être approximée au premier ordre :

$$s(n) = e_{1k}(nT_s) + \Delta V_k + \frac{de_1}{dt}(nT_s) \Delta t_k + e_{1k}(nT_s) \Delta G_k + \frac{de_1}{d\omega_0}(nT_s) \Delta \omega_k \text{ avec } k \equiv n[N]$$

30 Si l'influence de la bande passante limitée à  $\omega_0$  est considérée comme

due à un système du premier ordre, la transformée de Laplace de  $e_1(t)$  est

$E_1(p) = \frac{\omega_0}{p + \omega_0} E(p)$ , et donc la sensibilité de variation de  $\omega_0$  est :

$\frac{dE_1}{d\omega_0}(p) = \frac{p}{(p + \omega_0)^2} E(p) = \frac{1}{\omega_0} \frac{p}{p + \omega_0} E(p) = \frac{1}{\omega_0} E_2(p)$  en notant  $e_2(t)$  le

résultat du filtrage de  $e_1(t)$  par le filtre passe haut de réponse  $p/(p + \omega_0)$ .

5

En utilisant l'écriture sous forme de série de Fourier, l'erreur sur la sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel à N canaux  $\Delta s(n) = s(n) - e(nT_s)$  peut donc s'écrire :

$$\Delta s(n) = \sum_{l=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{l}{N} n} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta V_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + e_1(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta G_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + \frac{de_1}{dt}(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta t_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + e_2(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\Delta \omega_k}{\omega_0} e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} \right]$$

10

Le spectre de l'erreur est donc :

$$\begin{aligned} F(\Delta s(\omega)) &= \sum_{l=-\infty}^{+\infty} e^{j\omega n T_s} \sum_{l=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{l}{N} n} \left[ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta V_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + e_1(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta G_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + \frac{de_1}{dt}(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta t_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} + e_2(nT_s) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\Delta \omega_k}{\omega_0} e^{-j2\pi \frac{l}{N} k} \right] \\ &= \left[ \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} 1(\omega - l \frac{\omega_s}{N}) F(\Delta V(l)) + \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} F(e_1(\omega - l \frac{\omega_s}{N})) F(\Delta G(l)) + \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} F(\frac{de_1}{dt}(\omega - l \frac{\omega_s}{N})) F(\Delta t(l)) + \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} F(H(e_1(\omega - l \frac{\omega_s}{N}))) \frac{F(\Delta \omega(l))}{\omega_0} \right] \end{aligned}$$

avec les notations suivantes :

$1(\omega)$  est un signal qui vaut 1 pour  $\omega = 0$  et 0 ailleurs

15

$F(e_1)$  est la transformée de Fourier de  $e_1(t)$

$F(de_1/dt)$  est la transformée de Fourier de  $de_1/dt$

$F(\Delta V)$  est la transformée de Fourier (discrète) du vecteur  $\Delta V_k$

$F(\Delta G)$  est la transformée de Fourier (discrète) du vecteur  $\Delta G_k$

$F(\Delta t)$  est la transformée de Fourier (discrète) du vecteur  $\Delta t_k$

20

$F(\Delta \omega)$  est la transformée de Fourier (discrète) du vecteur  $\Delta \omega_k$

H est la réponse fréquentielle du filtre passe haut  $p/(p + \omega_0)$ .

$$\omega_s = 2\pi/T_s$$

Il apparaît donc des spectres parasites :

- 5 - des raies relatives aux tensions de décalage, aux fréquences multiples de  $F_s/N$  avec une valeur égale à  $\frac{1}{N}F(\Delta V(l))$  ;
- des spectres relatifs aux erreurs de gain, comportant le spectre de  $e_1(t)$  transposé autour des fréquences multiples de  $F_s/N$ , avec une valeur égale à  $\frac{1}{N}F(e_1(\omega))F(\Delta G(l))$  ;
- 10 - des spectres relatifs aux erreurs de phase, comportant le spectre de  $de_1/dt(t)$  transposé autour des fréquences multiples de  $F_s/N$ , avec une valeur égale à  $\frac{1}{N}F(\frac{de_1}{dt}(\omega))F(\Delta t(l))$  ;
- des spectres relatifs aux erreurs de bande passante, comportant le résultat du filtrage de  $e_1(t)$  par le passe haut  $p/(p + \omega_0)$ , transposé autour des fréquences multiples de  $F_s/N$ , avec une valeur égale à  $\frac{1}{N}F(H(e_1(\omega)))F(\Delta \omega(l))$ .
- 15

Le signal numérique représentatif des erreurs d'appariement comporte donc :

- 20 - des raies de fréquence  $f_{os} = \frac{F_s}{N}, l = 0, 1, \dots, N-1$  avec une amplitude  $A_{os} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta V_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k}$ , correspondant à un signal représentatif des erreurs de décalage  $V_{c_{os}}(n) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta V_k e^{j2\pi \frac{l}{N} (n-k)}$  ;
- des spectres autour des fréquences  $f_{os} = \frac{F_s}{N}, l = 0, 1, \dots, N-1$  obtenus par modulation d'amplitude par le signal d'entrée de raies d'amplitude  $A_g = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta G_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k}$ , correspondant à un signal représentatif des erreurs de gain  $V_{c_g}(n) = \frac{1}{N} e_1(nT_s) \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta G_k e^{j2\pi \frac{l}{N} (n-k)} = e_1(nT_s).C_g(n)$  ;
- 25

- des spectres autour des fréquences  $f_{os} = \frac{F_s}{N}, l = 0, 1, \dots, N-1$  obtenus par modulation d'amplitude par la dérivée du signal d'entrée de raies d'amplitude  $A_p = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta t_k e^{-j2\pi \frac{l}{N} k}$ , correspondant à un signal représentatif des erreurs de phase
- 5  $V_{C_p}(n) = \frac{1}{N} \frac{de_1}{dt}(nT_s) \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta t_k e^{j2\pi \frac{l}{N}(n-k)} = \frac{de_1}{dt}(nT_s) \cdot C_p(n)$  ;
- des spectres autour des fréquences  $f_{os} = \frac{F_s}{N}, l = 0, 1, \dots, N-1$  obtenus par modulation d'amplitude par le résultat du filtrage passe haut  $p/(p+\omega_0)$  du signal  $e_1(t)$  de raies d'amplitude  $A_b = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\Delta \omega_k}{\omega_0} e^{-j2\pi \frac{l}{N} k}$ , correspondant à un signal représentatif des
- 10 erreurs de bande passante
- $V_{C_b}(n) = \frac{1}{N} e_2(nT_s) \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\Delta \omega_k}{\omega_0} e^{j2\pi \frac{l}{N}(n-k)} = e_2(nT_s) \cdot C_b(n)$ .

- La phase de calibration comporte donc l'injection en entrée du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel
- 15 de signaux analogiques de fréquence et d'amplitude connues (notamment des sinusoïdes pures) comme le montre l'exemple du procédé de calibration illustré par la figure 5.

- L'analyse du spectre du signal échantillonné en sortie du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel est facilitée par le fait que :
- 20

- les raies parasites relatives aux tensions de décalage sont proportionnelles à la transformée de Fourier discrète du vecteur  $\Delta V_k$ ;
- les raies parasites relatives aux erreurs de gain sont

25 proportionnelles à la transformée de Fourier discrète du vecteur  $\Delta G_k$ ;

- les raies parasites relatives aux erreurs de phase sont proportionnelles à la transformée de Fourier discrète du vecteur  $\Delta t_k$ ;

- les raies parasites relatives aux erreurs de bande passante sont proportionnelles à la transformée de Fourier discrète du vecteur  $\Delta\omega_k/\omega_0$ .

- les composantes des vecteurs  $\Delta V_k, \Delta G_k, \Delta t_k, \Delta\omega_k$  peuvent donc être extraites des spectres des signaux échantillonnés par transformée de Fourier discrète inverse.

Dans un premier temps un signal  $V_n(t) = 0$  est injecté, le signal échantillonné en sortie du convertisseur analogique numérique est enregistré, son spectre calculé par transformée de Fourier. Des valeurs à  $kF_s/N$  sont extraites par transformée de Fourier discrète inverse des coefficients  $\alpha_{osk}, \beta_{osk}$  à partir desquels le signal  $V_{cos}(n)$  représentatif des erreurs de tension de décalage est calculé.

15

Dans un deuxième temps des signaux  $V_n(t) = A\cos\omega_{in}(t)$  avec plusieurs valeurs de  $\omega_{in}$  sont injectés, les signaux échantillonnés en sortie du convertisseur analogique numérique sont enregistrés, leur spectre calculé par transformée de Fourier. Les valeurs  $kF_s/N \pm F_{in}$  à sont ensuite extraites en fonction de  $\omega_{in}$ .

20

Des points d'origine sont extraits par transformée de Fourier discrète inverse des coefficients  $\alpha_{gk}, \beta_{gk}$  à partir desquels le coefficient  $C_g(n)$  multiplicateur du signal d'entrée permettant de générer le signal représentatif des erreurs de gain est calculé.

25

Des points d'inflexion sont extraits par transformée de Fourier discrète inverse des coefficients  $\alpha_{bk}, \beta_{bk}$  à partir desquels le coefficient  $C_b(n)$  multiplicateur du signal d'entrée permettant de générer le signal représentatif des erreurs de bande passante est calculé.

30

A partir des mêmes signaux échantillonnés sont extraites les courbes  $V_n(kF_s/N \pm F_{in})/j\omega_{in}$  en fonction de  $\omega_{in}$ . Des points d'origine sont extraites par transformée de Fourier discrète inverse les informations des

coefficients  $\alpha_{pk}$ ,  $\beta_{pk}$  à partir desquels le coefficient  $C_p(n)$  multiplicateur du signal d'entrée permettant de générer le signal représentatif des erreurs de phase est calculé.

- 5 L'ensemble des signaux  $V_{cos}$  et coefficients  $C_g(n)$ ,  $C_b(n)$  et  $C_p(n)$  ainsi déterminés constituent des informations de calibration IC.

Dans un deuxième temps, nommé par la suite phase opérationnelle, i.e. phase durant laquelle des signaux quelconques sont échantillonnés par le système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel est généré un signal numérique représentatif des erreurs d'appariement des canaux. Par exemple, ledit signal numérique peut être généré sous la forme d'un signal « peigne » dont le spectre est composé de raies de fréquence  $kF_s/N$  (où  $F_s$  est la fréquence d'échantillonnage et  $N$  le nombre de canaux du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel (CAN 10)) et l'amplitude fonction de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique. Notamment, ce signal peut être obtenu par modulation des signaux « peignes » de fréquence  $kF_s/N$  en fonction de la réponse fréquentielle, par exemple à l'aide des informations de calibration IC. Ces signaux ont un spectre identique à celui des erreurs d'appariement comme le montre la figure 8.

Dans l'exemple de la figure 4, le signal d'entrée analogique  $E_A$  est converti par le système de conversion analogique numérique CAN 10 suivant l'horloge d'échantillonnage  $H_e$ . L'horloge d'échantillonnage  $H_e$  pilote des moyens de génération d'un signal de type peigne 11.

La génération de signaux de type « peigne » à partir de l'horloge d'échantillonnage peut comporter la création de signaux numériques correspondant aux raies du type  $C_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta C_{ik} e^{-j2\pi \frac{l}{N} k}$  qui

peuvent s'écrire sous la forme suivante, s'agissant de signaux réels :

$$\begin{aligned}
 C_i(n) &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta C_{ik} e^{j2\pi \frac{l}{N}(n-k)} \\
 &= \sum_{l=0}^{N-1} \left[ \left( \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta C_{ik} \cos 2\pi \frac{l}{N} k \right) \cos 2\pi \frac{l}{N} n \right. \\
 &\quad \left. + \left( \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta C_{ik} \sin 2\pi \frac{l}{N} k \right) \sin 2\pi \frac{l}{N} n \right] \\
 &= \sum_{l=0}^{N-1} \alpha_{il} \cos 2\pi \frac{l}{N} n + \beta_{il} \sin 2\pi \frac{l}{N} n
 \end{aligned}$$

- Ce signal possède un spectre composé de raies  $kF_s/N$  comme
- 5 l'illustre la figure 6. Les coefficients  $\alpha_{il}$  et  $\beta_{il}$  peuvent être obtenus lors de la phase de calibration comme le montre la figure 5. La figure 7 donne un exemple de mise en œuvre du calcul de  $C_i$ , les valeurs  $C_i(n)$  constituant alors les informations de calibration IC peuvent être mises en mémoire pour des valeurs de  $n$  comprises entre 0 et  $N-1$ . Cette mémoire adressée
- 10 cycliquement par  $n$  (quelconque) permet, ensuite, de présenter en sortie les valeurs de  $C_i$ .

- Un compteur 20 est synchronisé par un signal sync et piloté par l'horloge d'échantillonnage  $H_b$ . Ce compteur 20 permet la mise en
- 15 mémoire cyclique des informations de calibration IC. Suivant les informations de calibration IC, elles sont respectivement mises dans la mémoire relative aux tensions de décalage 21, aux erreurs de gain 22, aux erreurs de phase 23 et aux erreurs de bande passante 24. Ces mémoires 21, 22, 23, 24 sont contrôlées en écriture par une commande
- 20 CE et fournissent respectivement les valeurs  $V_{cos}(n)$ ,  $C_g(n)$ ,  $C_p(n)$  et  $C_b(n)$ .

- Dans cet exemple, les valeurs  $V_{cos}(n)$ ,  $C_g(n)$ ,  $C_p(n)$  et  $C_b(n)$  sont calculées en préalable à la modulation du signal d'entrée échantillonné lors de la phase de calibration du système de conversion analogique
- 25 numérique à entrelacement temporel, et maintenues en mémoire pour utilisation comme information de calibration par les moyens de modulation d'amplitude dans la phase opérationnelle du système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel.



Les moyens de modulation d'amplitude 12 reçoivent le signal peigne obtenu et opèrent sa modulation par le signal échantillonné  $e(nT_s)$  en utilisant des informations de calibration IC, comme l'indique la figure 4.

5

Ce signal peut être modulé par le signal d'entrée ou les informations extraites du signal échantillonné (dérivée, filtrage passe haut). Ainsi sont obtenus des signaux représentatifs des erreurs de gain  $V_{c_g}(n)$  et/ou des erreurs de phase  $V_{c_p}(n)$  et/ou des erreurs de bande  
10 passante  $V_{c_b}(n)$  par le produit des informations de calibration IC adéquates : i.e. du coefficient respectif  $C_g$ ,  $C_p$  ou  $C_b$  avec respectivement le signal d'entrée  $e(nT_s)$ , une approximation  $s'(n)$  de sa dérivée  $de/dt(nT_s)$  ou du résultat  $e_2(n)$  du filtrage passe haut du signal d'entrée.

15

La figure 9 montre un exemple de réalisation des moyens de modulation 12. Les mémoires 121 et 123 fournissent respectivement les coefficients nécessaires à l'élaboration du filtre passe haut H 122 et du filtre de dérivation 124. Le signal numérique échantillonné  $e(nT_s)$  en sortie du convertisseur analogique numérique est soit :

20

- directement multiplié par l'information de calibration IC correspondante au coefficient  $C_g$  pour obtenir un signal représentatif des erreurs de gain  $V_{c_g}(n)$  ;

- filtré par le filtre de dérivation 124 puis multiplié par l'information de calibration IC correspondant au coefficient  $C_p$  pour obtenir  
25 un signal représentatif des erreurs de phase  $V_{c_p}(n)$  ;

- filtré par le filtre H 122 puis multiplié par l'information de calibration IC correspondante au coefficient  $C_b$  pour obtenir un signal représentatif des erreurs de bande passante  $V_{c_b}(n)$ .

30

L'ensemble de ces signaux représentatifs d'erreurs d'appariement  $V_{c_{os}}(n)$ ,  $V_{c_g}(n)$ ,  $V_{c_p}(n)$  et  $V_{c_b}(n)$  sont additionnés pour fournir le signal numérique représentatif des erreurs d'appariement (toutes causes confondues).

Le signal numérique représentatif des erreurs d'appariement est ensuite soustrait au signal numérisé grâce à un additionneur 13 (voir figure 4).

- 5 Ce type de système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel avec correction des erreurs d'appariement présente un intérêt en terme de vitesse de conversion dans diverses applications. Les applications principales concernent les systèmes d'instrumentation et les systèmes de réception numérique, notamment :
- 10 - les systèmes d'instrumentation et de test, les oscilloscopes numériques ;
- les récepteurs numériques, notamment pour radar et guerre électronique ;
- les récepteurs à conversion directe, notamment lors de la
- 15 démodulation RF et dans le cadre de la radio logicielle.

## REVENDICATIONS

1. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif  
5 de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un système de conversion  
analogique numérique à entrelacement temporel (CAN 10) comportant un  
convertisseur analogique numérique ( $CAN_1, CAN_2, \dots, CAN_N$ ) sur chaque  
canal caractérisé en ce qu'il comporte la détermination du spectre dudit  
10 signal numérique (11-12) en fonction de la réponse fréquentielle du  
système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel  
(CAN 10) à au moins un signal de calibration analogique (IC).

2. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif  
de l'erreur d'appariement selon la revendication précédente caractérisé en  
15 ce qu'il comporte la génération d'un signal « peigne » dont le spectre est  
composé de raies de fréquence  $kF_s/N$  (11) (où  $F_s$  est la fréquence  
d'échantillonnage et  $N$  le nombre de canaux du système de conversion  
analogique numérique à entrelacement temporel (CAN 10)) et l'amplitude  
(12) fonction de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique  
20 numérique.

3. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif  
de l'erreur d'appariement selon la revendication précédente caractérisé en  
ce que l'amplitude est fonction des tensions de décalage  $\Delta V_k$  (21)  
25 déterminées à partir de la réponse fréquentielle du convertisseur  
analogique numérique.

4. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif  
de l'erreur d'appariement selon l'une des revendications 2 ou 3 caractérisé  
30 en ce qu'il comporte la modulation d'amplitude du signal « peigne » (12)  
par le signal d'entrée ( $E_A$ ) numérisé par le système de conversion (CAN  
10) de sorte que la modulation transforme le spectre du signal « peigne »  
en fonction de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique  
numérique.

5. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement selon la revendication précédente caractérisé en ce que l'amplitude est fonction des écarts de gain  $\Delta G_k$  (22) déterminés à partir de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique.

5

6. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement selon l'une des revendications 2 à 5 caractérisé en ce qu'il comporte la modulation d'amplitude du signal « peigne » par la dérivée  $s'(n)$  du signal d'entrée numérisé par le système de conversion de sorte que la modulation (12) transforme le spectre du signal « peigne » en fonction de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique.

10

7. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement selon la revendication précédente caractérisé en ce que l'amplitude est fonction des écarts temporels  $\Delta t_k$  (23) de l'horloge d'échantillonnage déterminés à partir de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique.

15

8. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement selon l'une des revendications 2 à 7 caractérisé en ce qu'il comporte la modulation d'amplitude (12) du signal « peigne » par le résultat  $e_2(n)$  du filtrage passe haut du signal d'entrée numérisé par le système de conversion de sorte que la modulation transforme le spectre du signal « peigne » en fonction de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique.

20

25

9. Procédé de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement selon la revendication précédente caractérisé en ce que l'amplitude est fonction des erreurs de bande passante  $\Delta \omega_k$  (24) déterminées à partir de la réponse fréquentielle du convertisseur analogique numérique.

30

10. Procédé de suppression des erreurs d'appariement entre les canaux d'un convertisseur analogique numérique (CAN 10) caractérisé en ce qu'il comporte la génération d'un signal numérique (11-12) représentatif de l'erreur d'appariement entre les canaux d'un convertisseur analogique numérique selon l'une quelconque des revendications 1 à 9 et la soustraction (13) au signal en sortie du convertisseur analogique numérique dudit signal numérique généré.

11. Système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel de fréquence d'échantillonnage  $F_s$  comportant N convertisseurs analogique numérique ( $CAN_1, CAN_2, \dots, CAN_N$ ) pilotés par une horloge d'échantillonnage ( $H_e$ ) de fréquence  $F_s/N$ , et caractérisé en ce qu'il comporte en outre :

- des moyens de génération d'un signal numérique représentatif de l'erreur d'appariement (11-12) selon l'une quelconque des revendications 1 à 9 piloté par la dite horloge ( $H_e$ ) de fréquence  $F_s$  ;

- des moyens de soustraction (13) au signal de sortie dudit convertisseur analogique numérique du signal numérique généré par lesdits moyens de génération.

20

12. Système de conversion analogique numérique à entrelacement temporel selon la revendication précédente, caractérisé en ce que les moyens de générations comportent :

- un dispositif de génération d'un signal « peigne » (11) piloté par la dite horloge ( $H_e$ ) de fréquence  $F_s$  ;

- un dispositif de modulation d'amplitude (12) connecté à la sortie dudit dispositif de génération d'un signal « peigne » (11) recevant des informations de calibration (IC) déterminées en fonction de ladite réponse fréquentielle.

30

1/4

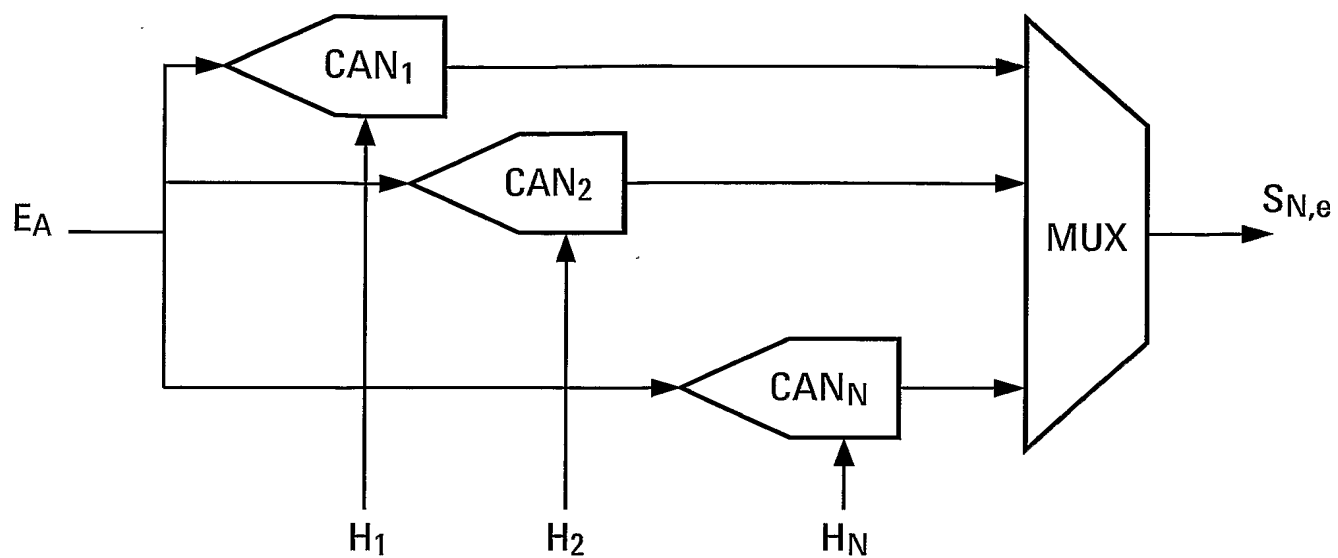


Fig. 1

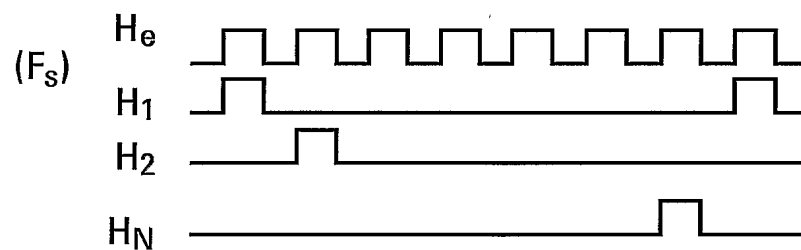


Fig. 2

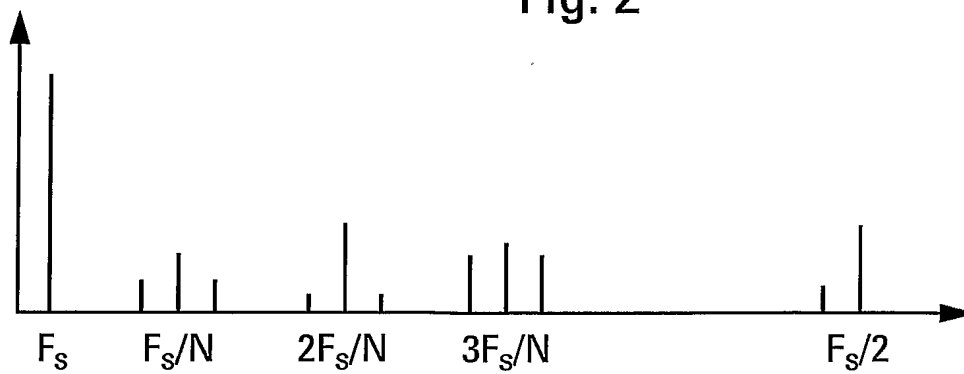


Fig. 3

2/4

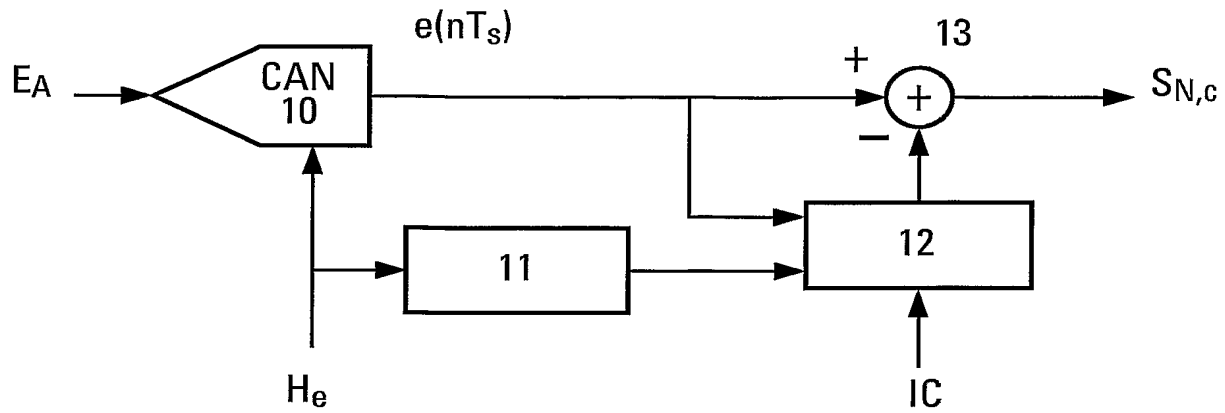


Fig. 4

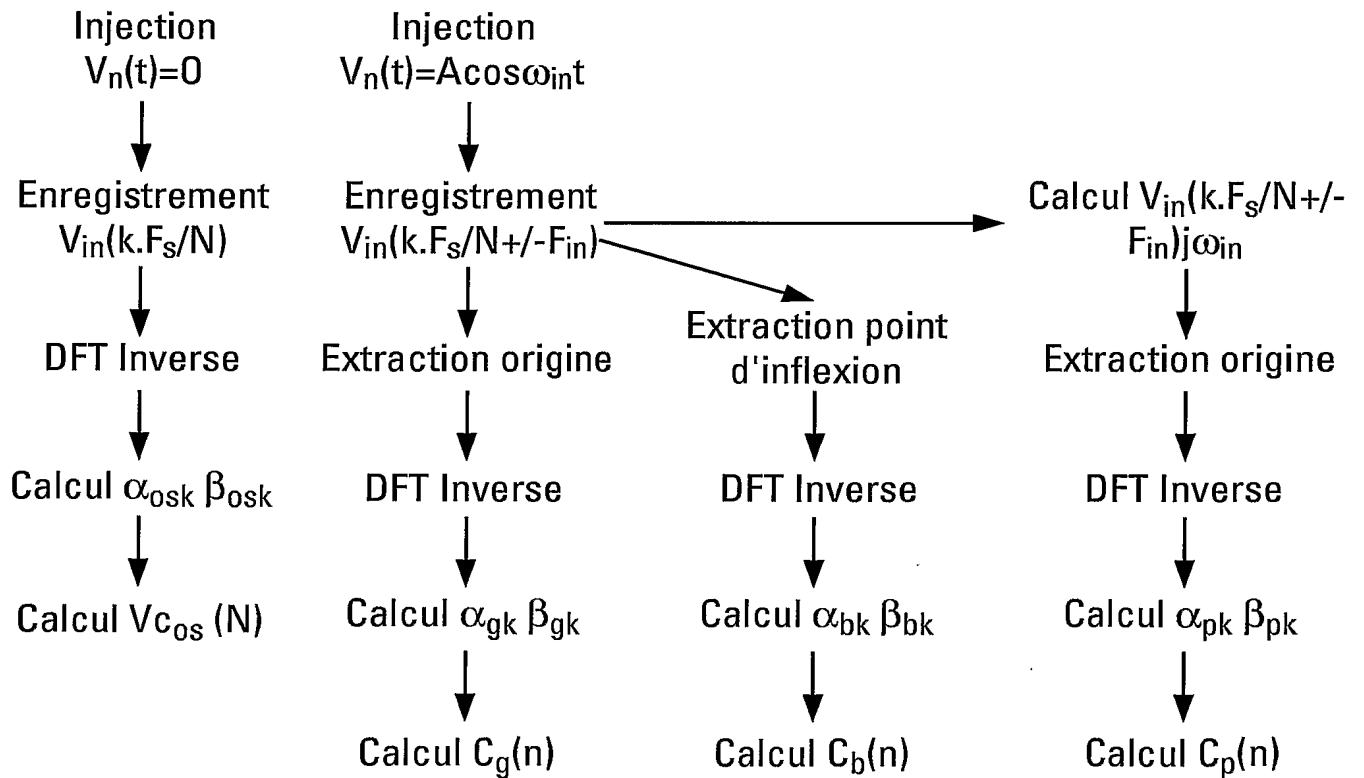


Fig. 5

3/4

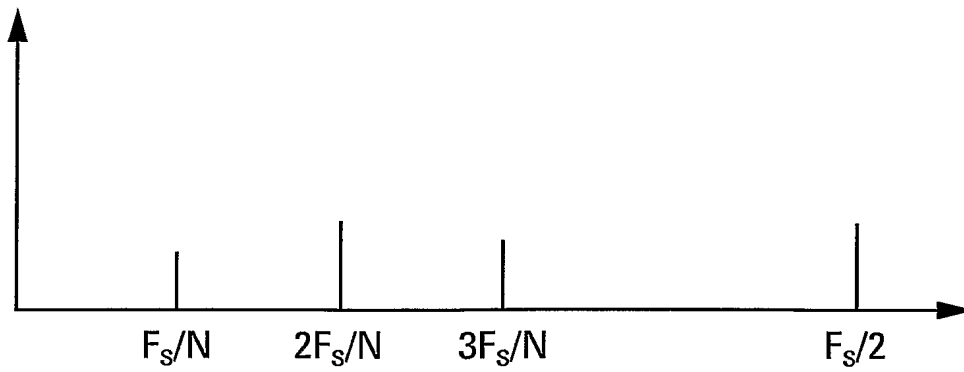


Fig. 6

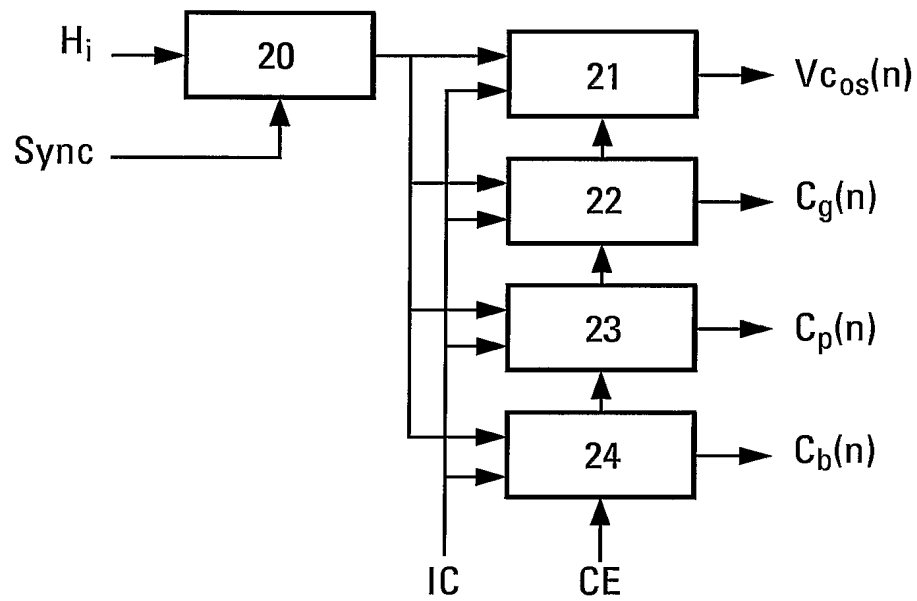


Fig. 7

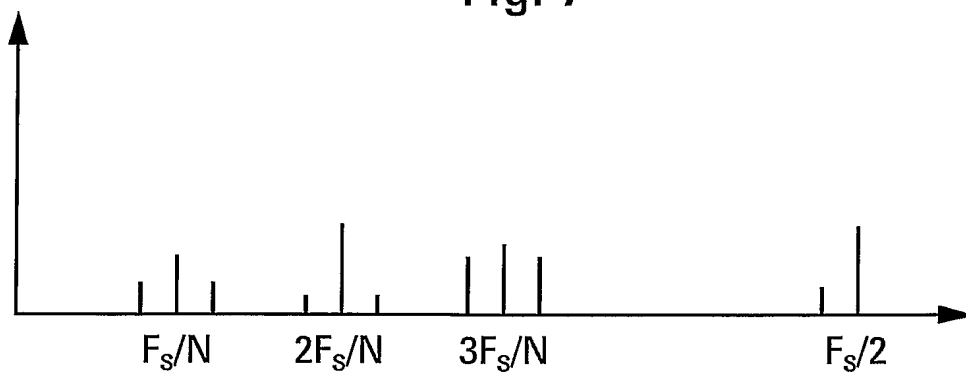


Fig. 8



4/4

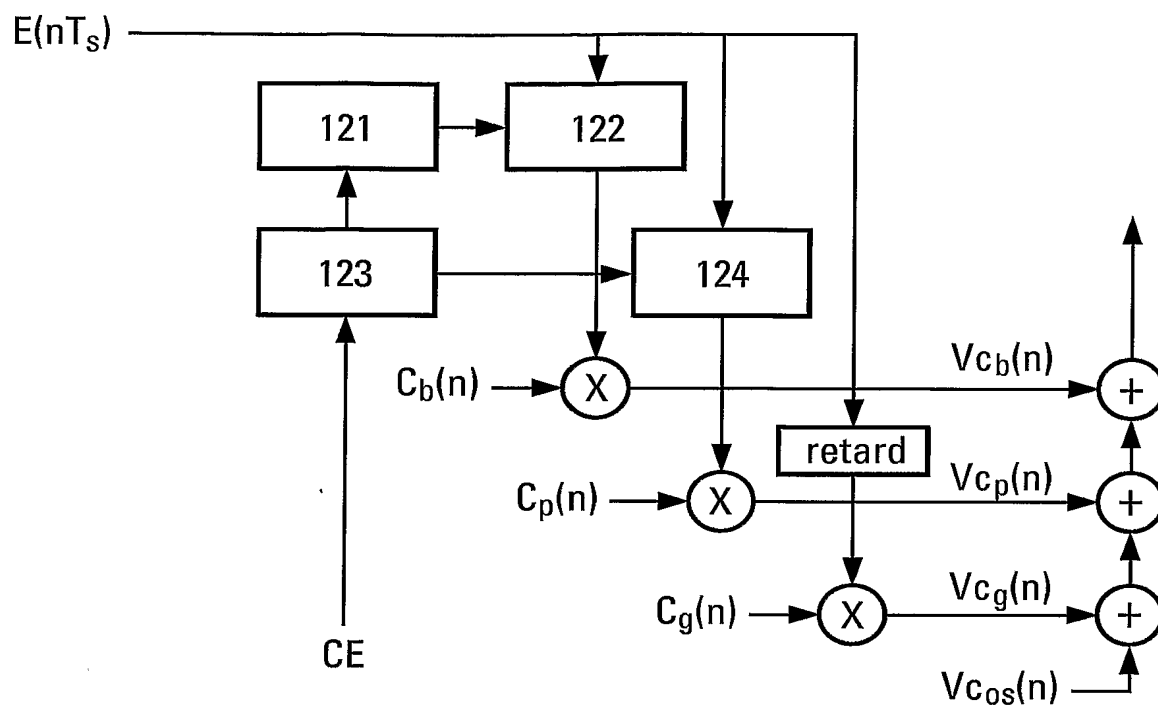


Fig. 9

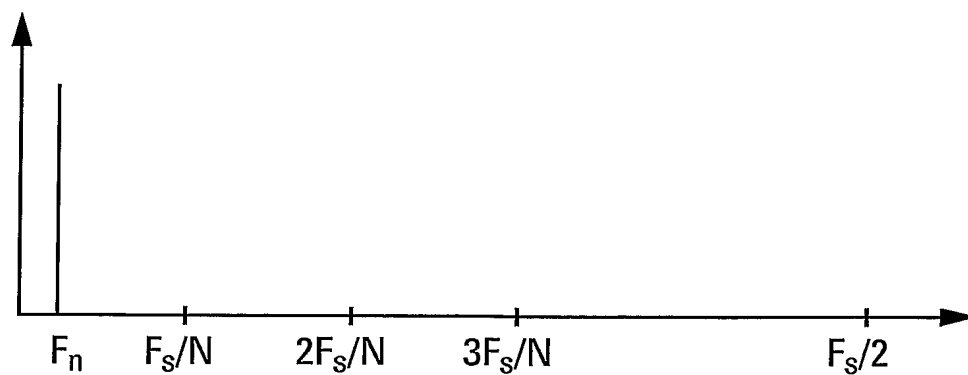


Fig. 10

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No  
PCT/EP2004/053172

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 H03M1/10

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H03M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX, IBM-TDB

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>HUMMELS D M ET AL: "Distortion compensation for time-interleaved analog to digital converters" INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. IMTC-96. CONFERENCE PROCEEDINGS. QUALITY MEASUREMENTS: THE INDISPENSABLE BRIDGE BETWEEN THEORY AND REALITY., IEEE BRUSSELS, BELGIUM 4-6 JUNE 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 4 June 1996 (1996-06-04), pages 728-731, XP010163973 ISBN: 0-7803-3312-8 * par. 1; par. 3; par. 4, alinéa 1 *</p> <p style="text-align: center;">----- -/--</p>	1,10,11

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

° Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

27 January 2005

Date of mailing of the international search report

04/02/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Beindorff, W

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter national Application No  
PCT/EP2004/053172

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category °	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	<p>PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 018, no. 467 (E-1599), 30 August 1994 (1994-08-30) &amp; JP 06 152410 A (ADVANTEST CORP), 31 May 1994 (1994-05-31) abstract; figure 1</p> <p>-----</p>	1,10,11

International Application No	PCT/EP2004/053172
------------------------------	-------------------

**al Application No**

PCT/EP2004/053172

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
JP 06152410	A	31-05-1994	NONE

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No  
PCT/EP2004/053172

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE  
CIB 7 H03M1/10

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

## B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)  
CIB 7 H03M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)  
EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX, IBM-TDB

## C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie °	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	HUMMELS D M ET AL: "Distortion compensation for time-interleaved analog to digital converters" INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. IMTC-96. CONFERENCE PROCEEDINGS. QUALITY MEASUREMENTS: THE INDISPENSABLE BRIDGE BETWEEN THEORY AND REALITY., IEEE BRUSSELS, BELGIUM 4-6 JUNE 1996, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, 4 juin 1996 (1996-06-04), pages 728-731, XP010163973 ISBN: 0-7803-3312-8 * par. 1; par. 3; par. 4, alinéa 1 * ----- -/--	1,10,11

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

° Catégories spéciales de documents cités:

- "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- "L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

- "T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention
- "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément
- "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier
- "&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

27 janvier 2005

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

04/02/2005

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale  
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Beindorff, W

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande Internationale No  
PCT/EP2004/053172

## C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	<p>PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 018, no. 467 (E-1599), 30 août 1994 (1994-08-30) &amp; JP 06 152410 A (ADVANTEST CORP), 31 mai 1994 (1994-05-31) abrégé; figure 1</p> <p>-----</p>	1,10,11

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Henseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande Internationale No

PCT/EP2004/053172

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
JP 06152410	A	31-05-1994	AUCUN